

III Висновки

Таким чином, використання розробленого методу підвищує енергетичну ефективність при передачі сигналів в інформаційно-телекомунікаційних системах спеціального призначення, що в свою чергу дозволяє покращити прихованість та завадозахищеність, а значить, й інформаційну безпеку взагалі. Перевагою отриманої внаслідок запропонованих перетворень структури сигналу є, також, набуття властивостей шумоподібності, що, в свою чергу, підвищує прихованість передачі інформації. Така малопотужна шумоподібна суміш групового сигналу може передаватися, не створюючи завад сусіднім радіоелектронним засобам, які працюють в тому ж діапазоні частот. При цьому також ускладнюється розкриття факту передачі засобами радіотехнічної розвідки.

Отже, розроблений у статті метод забезпечує наступні переваги для інформаційно-телекомунікаційної системи:

- зниження щільності випромінювання електромагнітної енергії, завдяки чому відбувається покращення електромагнітної сумісності телекомунікаційних засобів;
- підвищення енергетичної прихованості;
- підвищення структурної та інформаційної прихованості завдяки використанню складних шумоподібних сигналів.

Література: 1. Сташук О. В. Цілісність інформації в інформаційно-телекомунікаційних системах спеціального призначення: загрози та методи захисту / О. В. Сташук, М. М. Браїловський, О. В. Труш // Збірник наукових праць ВІПІ НТУУ „КПІ”. – 2010. – Вип. 1. 2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр – [2-е изд]. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с. 3. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 797 с. 4. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов / Л. Е. Варакин. – М.: Советское радио, 1978. – 304 с. 5. Пат. № 42417А Україна, МПК 7 Н 03 К 5/00. Спосіб аналого-цифрового перетворення електричних сигналів і позиційний код-імпульсний аналого-цифровий перетворювач електричних сигналів // Сташук О. В., Сташук Л. Д., Сташук В. Д. – Промислова власність, 2001, бюл. № 9, від 15.10.2001р. 6. Пат. № 5071 Україна, МПК 7 G 06 F 1/00. Кодоперетворювач ІКМ-сигналів у позиційні код-імпульсні сигнали // Сташук О. В., Сташук Л. Д., Сташук В. Д. – Промислова власність, 2005, від 15.02.2005р. 7. Теплов Н. Л. Теория передачи сигналов по электрическим каналам связи / Н. Л. Теплов. – М.: Воениздат, 1976 – 424 с. 8. Волков Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учебное пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.

УДК 621.375

ЦИФРОВИЙ СИНХРОННИЙ АМПЛІТУДНИЙ ДЕТЕКТОР З ВІДНОСНО МАЛИМ ЧАСОМ ВИМІРЮВАННЯ

Ігор Форошук, Максим Кузнєцов, Олександр Сигаєв
НДЦ "ТЕЗІС" НТУУ "КПІ"

Анотація: Запропоновані теоретичне рішення задачі та спосіб практичної реалізації швидкого вимірювання амплітуди гармончного періодичного сигналу.

Summary: The theoretical solving and practical realization of quick measuring of amplitude of harmonic wave are offered.

Ключові слова: Вимірювання амплітуди сигналів, амплітудний детектор.

Вступ

Стрімкий розвиток галузі телекомунікацій та обчислювальної техніки постійно розширює коло задач, які необхідно вирішувати при теоретичному розрахунку та практичній реалізації сучасних електронних пристроїв і систем. Крім того, складність вирішення подібних завдань стрімко зростає внаслідок існування невідомого бажання користувачів щодо постійного збільшення швидкості та об'ємів передачі та обробки інформації.

Одним з нагальних завдань, яке виникає перед науковцями та інженерами при конструюванні, налагодженні та експлуатації електронного обладнання є вимірювання заданих характеристик електричних сигналів, а саме їх форми, амплітуди, фази, частоти, тощо.

Для вимірювання амплітуди періодичних гармонічних модульованих або не модульованих сигналів застосовують амплітудні або пікові детектори. Використання зазначених вузлів висуває певні вимоги та обмеження до характеристик сигналів. Так, наприклад, при використанні амплітудного детектора (демодулятора) передбачається, що частота модулюючого коливання значно менша за частоту несучого коливання, принаймні, у двадцять разів.

При невиконанні даної вимоги на виході фільтру нижніх частот амплітудного демодулятора суттєво збільшуються пульсації, обумовлені надходженням у низькочастотні кола високочастотного сигналу несучого коливання. Практична необхідність порушення зазначеної вимоги обумовлена потребою більш швидкого вимірювання амплітуди гармонічного періодичного сигналу, в свою чергу, обґрунтовує необхідність і актуальність вирішення даної проблеми.

Подальший матеріал присвячений викладенню теоретичного рішення задачі та способу практичної реалізації вимірювання амплітуди гармонічного періодичного сигналу при відносно малих значеннях (5:1 і менше) відношення частот несучого і модулюючого коливань.

I Постановка та теоретичне рішення задачі

На рис. 1 наведена структурна схема класичного амплітудного детектора на напівпровідниковому діоді.

При надходженні гармонічного періодичного сигналу на вхід даної схеми діод $VD1$ забезпечує "відсікання" від'ємної півхвилі вхідної напруги. Таким чином, заряд, а, відповідно, і напруга на конденсаторі $C1$ визначається значенням амплітуди лише позитивної півхвилі та опором навантаження $R1$. Більш докладно робота такої схеми розглянута в [1]. На рис. 2 наведені графіки вхідної та відповідної вихідної напруг для схеми на рис. 1. Графіки зображені приблизно, і приведені лише для пояснення подальшого матеріалу.

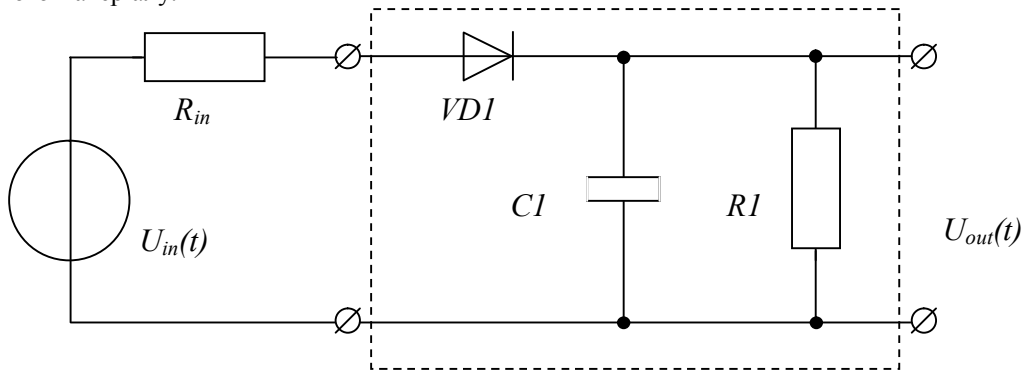


Рисунок 1 – Класичний амплітудний детектор на напівпровідниковому діоді

В даній схемі вимірювання амплітуди вхідної високочастотної напруги $U_{in}(t)$ забезпечується за рахунок накопичення заряду на конденсаторі $C1$ з подальшим вимірюванням відносно низькочастотної напруги $U_{out}(t)$ вже на ньому. Приділимо особливу увагу інтервалам часу, які необхідні для здійснення вимірювання амплітуди вхідної напруги. При появі вхідного гармонічного сигналу вихідна напруга, значення якої наближене до амплітудного, встановлюється за час t_z . Характер процесу її встановлення відображений на рис. 2. При припиненні надходження сигналу на вхід даної схеми відбувається розряд конденсатора $C1$ через резистор $R1$, який триватиме час t_r . Вважатимемо, що до завершення розряду наступне вимірювання є неможливим. Тоді загальний час вимірювання t визначатиметься як сума

$$t = t_z + t_r. \quad (1)$$

Функція зміни напруги в часі на конденсаторі $U_C(t)$ ємністю C , з'єднаному з резистором опором R для довільного вхідного сигналу відповідно до [2, 3] визначається наступним виразом

$$U_C(t) = \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t U_{in}(\tau) e^{-(t-\tau)/RC} d\tau, \quad (2)$$

де τ - змінна інтегрування.

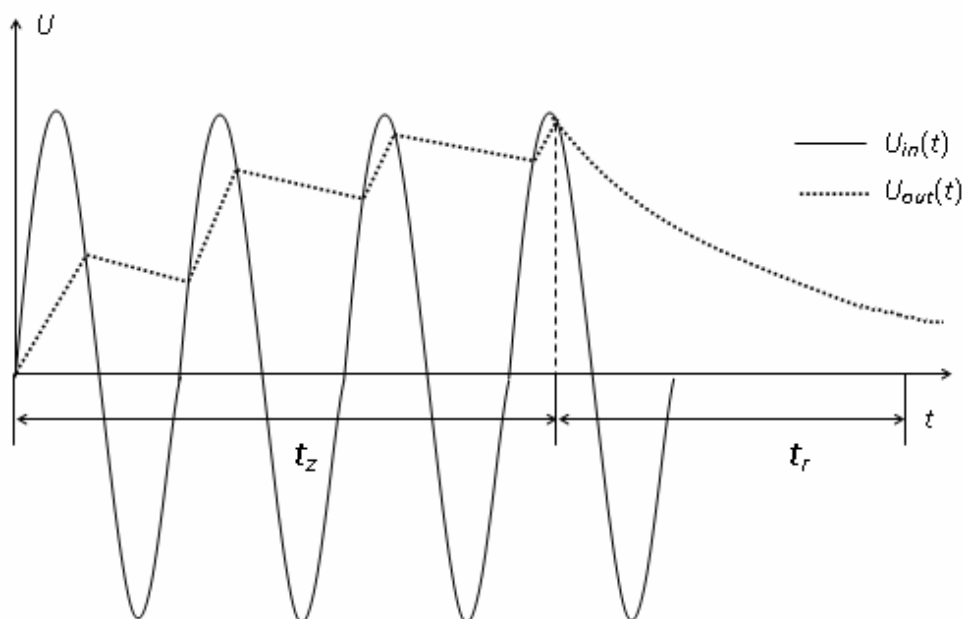


Рисунок 2 – Графіки вхідного і вихідного сигналів

В режимі перемикання вхідної напруги визначається з рівняння

$$I = C(dU / dt) = (U_{in} - U) / R,$$

яке має наступне рішення

$$U_C(t) = U_{in} + Ae^{-t/RC}, \quad (3)$$

де A – постійна величина, яка визначається початковими умовами.

Так при $U_C(t=0) = 0$, $A = -U_{in}$ і

$$U_C(t) = U_{in}(1 + e^{-t/RC}). \quad (4)$$

Аналізуючи вирази (2) – (4) можна зробити висновки, що значення t_z і t_r прямо пропорційні добуткам $R_{in}CI$ та RI . А отже, і загальний час вимірювання t є прямо пропорційним сумі цих добутків. Тобто для зменшення загального часу вимірювання необхідним є зменшення величин R_{in} , RI та CI .

При проведенні практичних вимірювань опір R_{in} – є характеристикою джерела сигналу, і передбачається, що впливати на нього змоги немає. Зменшення значень RI та CI збільшує пульсації, наведені на рис. 2, які в свою чергу заважають провести достатньо точні вимірювання відносно низькочастотної напруги $U_{out}(t)$. Саме тому експериментально визначено, що частота модулюючого коливання має бути значно менша за частоту несучого коливання, принаймні, у двадцять разів.

Для подолання цього бар'єру пропонується застосувати синхронний амплітудний детектор (демодулятор), структурна схема якого наведена на рис. 3.

Для вирішення поставленого завдання пропонується застосувати наступні додаткові блоки: синхронізатор (С), піковий детектор (ПД), кероване джерело опорної напруги (КДОН).

Передбачається що, RI – є характеристикою вимірювача, приєднаного до виходу амплітудного детектора. При цьому $RI \gg R_{in}$. Ємність $C1$ обирають за умови достатньо малого значення часу t_z , а RI – великим настільки, щоб забезпечити прийнятне значення пульсацій відповідно до рис. 2.

Сутність роботи запропонованої схеми в цілому полягає в наступному. Синхронізатор синхронізується відносно максимуму позитивної півхвилі вхідного сигналу і генерує сигнал "пошук" піковому детектору тільки на інтервал часу, в околі максимуму наступної позитивної півхвилі. Таким чином, наприкінці часового вікна, в околі максимуму позитивної півхвилі вхідного сигналу, на виході пікового детектору з'являється значення напруги U_p , яке власне і дорівнює амплітуді.

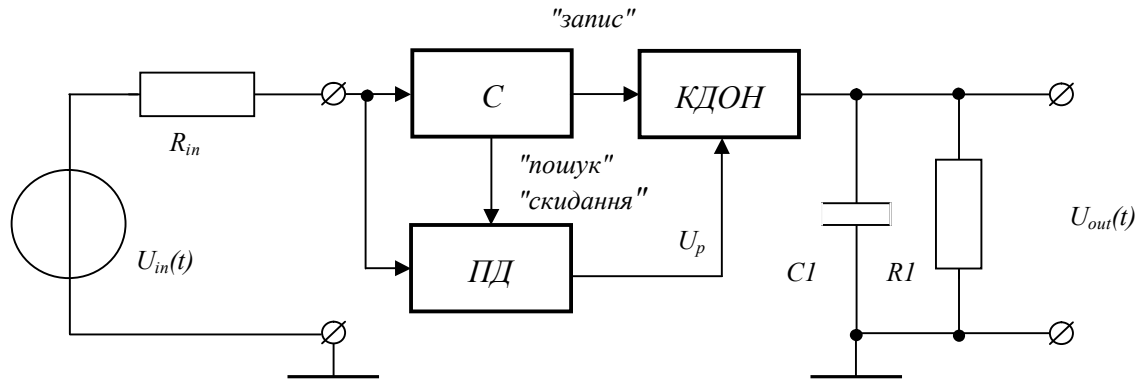


Рисунок 3 – Структурна схема запропонованого синхронного амплітудного детектора

Далі синхронізатор генерує для КДОН сигнал запису значення U_p "запис". КДОН утримує поточне U_p на своєму виході до моменту запису наступного.

В результаті на виході КНОД формується сигнал сходянкової форми, в якому кожна сходянка відповідає амплітуді відповідної позитивної півхвилі вхідного сигналу.

Таким чином, заряд-розряд ємності CI за період вхідного сигналу буде відбуватися не між значеннями напруги амплітуди і нуля (нуль формується на виході VDI на рис. 1), а між значеннями амплітуд суміжних періодів. Пульсації, наведені на рис. 2, суттєво зменшаться і дозволять зменшити значення добутків $R_{in}CI$ та R_lCI , а отже і зменшити загальний час вимірювання $t = t_z + t_r$.

II Практична реалізація та експериментальне дослідження

Запропонована на рис. 3 схема достатньо просто реалізується застосуванням цифрової обробки вхідного сигналу.

Застосований аналого-цифровий перетворювач (АЦП), який має розрядність 8 біт, і частоту дискретизації, яка в 20 раз перевищує частоту вхідного сигналу.

Розглянемо алгоритм цифрової обробки сигналу відповідно до схеми на рис. 3 мовою програмування C [4].

Позначимо змінні характеристики наступним чином:

Sample – поточний відлік АЦП (8 біт = 1 байт);

last_max – останнє значення напруги U_p , записане КДОН;

next_max – наступне значення напруги U_p , визначене ПД;

count – лічильник кількості виконаних АЦП відліків за поточний період вхідного коливання;

count2 – лічильник синхронізації.

Зауважимо, що весь подальший алгоритм, записаний мовою програмування C, повторюється циклічно з кожним наступним відліком АЦП

Синхронізатор чекає максимум сигналу, записуючи при цьому до КДОН поточне значення вхідної напруги

```
if(Sample >= last_max) {last_max = Sample; next_max = 0; count = 0; count2 = 0;}
```

Визначивши поточний максимум, починає чекати на наступний, збільшуючи при цьому на одиницю з кожним відліком АЦП лічильник count.

```
if(Sample < last_max) {
    count++;
```

Враховуючи, що обрано частоту дискретизації, яка в 20 разів перевищує частоту вхідного сигналу, довільно оберемо інтервал значень лічильника count, на якому піковий детектор проводитиме пошук максимуму вхідного сигналу. Наприклад, $15 \leq \text{count} \leq 25$. З початком зазначеного інтервалу починається пошук максимуму вхідного сигналу, значення якого зберігається у змінній next_max. При цьому у змінній count2 відображається кількість відліків, які минули з часу фактичного визначення максимуму.

```
if(count >= 15) {if(Sample > next_max) {next_max = Sample;
                                         count2 = 0; }
else count2++; }
```

По закінченню визначеного часового інтервалу до КДОН записується наступне визначене значення U_p і проводиться підстроювання синхронізатора за значенням лічильника count2. Після цього змінні count2 і next_max скидають.

```
if(count == 25) {last_max = next_max; count = count2;
count2 = 0; next_max = 0;}
}
```

Подальший код відображає заряд-розряд ємності $C1$. При цьому прийнято, що розряд відбувається в 2 рази повільніше ніж заряд.

```
if(Level < last_max) Level = Level + ((last_max - Level)/2);
if(Level > last_max) Level = Level - ((Level - last_max)/4);
```

Для експериментального дослідження практично реалізовані два амплітудних детектора. Перший (далі – детектор № 1) за класичною схемою, наведеною на рис. 1, другий (далі – детектор № 2) – за запропонованою на рис. 3 з використанням цифрової обробки сигналу. До складу останнього включений АЦП [5], мікропроцесор, ЦАП.

На рис. 4 і 5 показані експериментально отримані графіки сигналів. Верхня частина кожного рисунку відображає сигнал на вході амплітудного детектора, нижня – на його виході. Графік на рис. 4 відображає роботу детектора № 1, а графік на рис. 5 – детектора № 2 з використанням викладеного вище алгоритму цифрової обробки сигналу.

На вході обох детекторів поданий короткий радіоімпульс. На виході запропонованого (рис. 5) спостерігаються значно менші пульсації ніж на виході вихідного класичного (рис. 4) при забезпеченні приблизно однакового часу вимірювання.

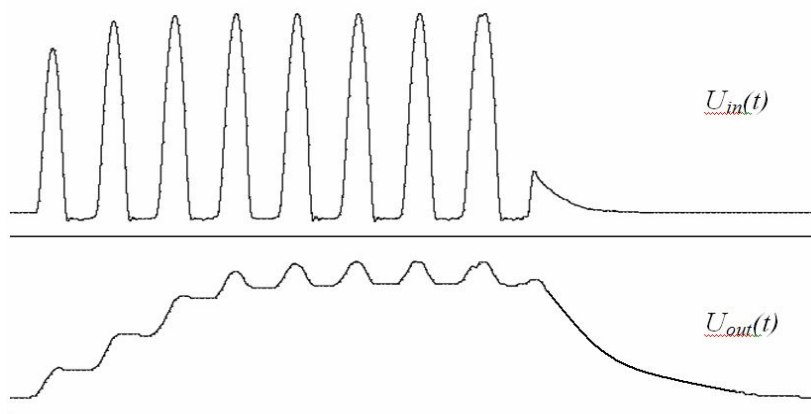


Рисунок 4 – Графіки входного і вихідного сигналів детектора № 1

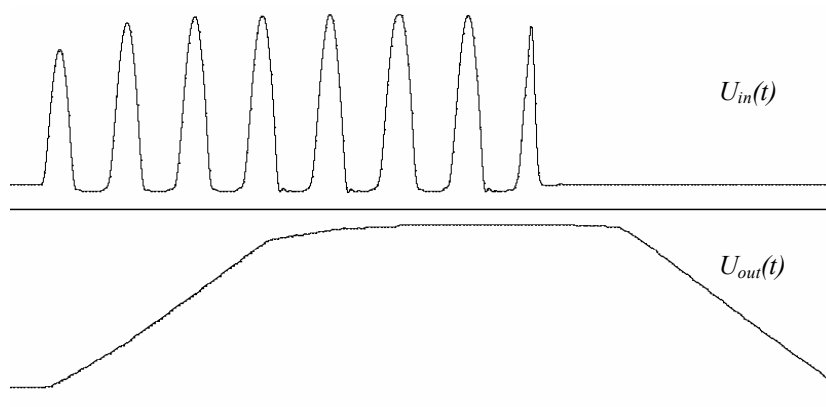


Рисунок 5 – Графіки входного і вихідного сигналів детектора № 2

Висновки

Результатами проведеної роботи стали: спосіб швидкого вимірювання амплітуди гармонічного коливання (для вимірювання достатньо понад 5 періодів), відповідна структурна схема амплітудного детектора з відносно малим часом вимірювання, спосіб конструктивної реалізації запропонованого детектора та відповідний алгоритм цифрової обробки сигналу.

Загалом, розроблений цифровий синхронний амплітудний детектор з відносно малим часом вимірювання дозволяє провести швидко визначення амплітуди вхідного гармонічного сигналу, забезпечуючи при цьому низький рівень пульсацій на своєму виході, що суттєво покращує роботу подальших вузлів вимірювального комплексу (стенду, системи).

Література: 1. Горошков Б. И. Элементы радиоэлектронных устройств: Справочник. – М.: Радио и связь, 1988. – 176 с.: ил. – (Массовая радиобиблиотека: Вып. 1125). С.96 - 98. 2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т. 1. Пер. с англ. Изд. 2-е, стереотип. – М.: Мир, 1984. С. 41. 3. Изъюрова Г. И. и др. Расчет электронных схем. Примеры и задачи: Р24 Учеб. пособие для вузов по спец. электрон. техника. – М.: Высш шк., 1987. – С. 176-199. 4. Архангельский А. Я. Программирование в C++ Builder 4. – 2-е изд., переработ. и дополн. – М.: ЗАО "Издательство БИНОМ", 2000 г. – 1088 с.: ил. 5. SBAS153. Data Sheet. Texas Instruments Incorporated. Printed in U.S.A. October, 1993. 17 p.